

IN THE U.S. PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant: TAURA, Kenichi et al. Conf.:  
Appl. No.: New Group:  
Filed: September 30, 2003 Examiner:  
For: CLASS D AMPLIFIER

L E T T E R

Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

September 30, 2003

Sir:

Under the provisions of 35 U.S.C. § 119 and 37 C.F.R. § 1.55(a), the applicant(s) hereby claim(s) the right of priority based on the following application(s):

<u>Country</u>	<u>Application No.</u>	<u>Filed</u>
JAPAN	2002-291195	October 3, 2002
JAPAN	2002-333412	November 18, 2002
JAPAN	2003-052385	February 28, 2003

A certified copy of the above-noted application(s) is(are) attached hereto.

If necessary, the Commissioner is hereby authorized in this, concurrent, and future replies, to charge payment or credit any overpayment to Deposit Account No. 02-2448 for any additional fee required under 37 C.F.R. §§ 1.16 or 1.17; particularly, extension of time fees.

Respectfully submitted,

BIRCH, STEWART, KOLASCH & BIRCH, LLP

By

Michael K. Mutter, #29,680

MKM/cqc  
2257-0234P

P.O. Box 747  
Falls Church, VA 22040-0747  
(703) 205-8000

Attachment (s)

日 本 国 特 許  
JAPAN PATENT OFFICE

BSLB703-205-8000  
2257-0234P  
Taura et al.  
Sept. 30, 2003  
3 of 3

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2003年 2月28日

出 願 番 号

Application Number:

特願2003-052385

[ ST.10/C ]:

[ JP 2003-052385 ]

出 願 人

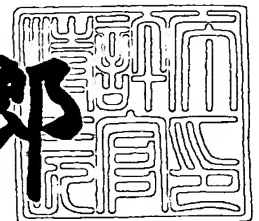
Applicant(s):

三菱電機株式会社

2003年 5月27日

特 許 庁 長 官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

太田信一郎



出証番号 出証特2003-3040187

【書類名】 特許願

【整理番号】 543884JP01

【提出日】 平成15年 2月28日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H03F 3/217

【発明者】

    【住所又は居所】 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会  
社内

    【氏名】 田浦 賢一

【発明者】

    【住所又は居所】 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会  
社内

    【氏名】 辻 雅之

【発明者】

    【住所又は居所】 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会  
社内

    【氏名】 石田 雅之

【発明者】

    【住所又は居所】 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会  
社内

    【氏名】 仲田 剛

【特許出願人】

    【識別番号】 000006013

    【氏名又は名称】 三菱電機株式会社

【代理人】

    【識別番号】 100083840

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 前田 実

【代理人】

【識別番号】 100116964

【弁理士】

【氏名又は名称】 山形 洋一

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 007205

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 D級増幅器

【特許請求の範囲】

【請求項1】 パルス幅変調された入力信号に従い電源電圧をスイッチングするスイッチ手段と、

前記スイッチ手段に供給される前記入力信号のパルス幅を前記スイッチ手段の出力信号の振幅に応じて補正する帰還補正手段と、

前記電源電圧からレベル基準信号を生成するレベル基準信号生成手段と、

前記帰還補正手段に供給される前記パルス幅変調された入力信号の振幅を前記レベル基準信号の値に応じて調整するレベル調整手段と

を備えることを特徴とするD級増幅器。

【請求項2】 入力信号をパルス幅変調する変調手段と、

パルス幅変調された入力信号に従い電源電圧をスイッチングするスイッチ手段と、

前記スイッチ手段に供給される前記入力信号のパルス幅を前記スイッチ手段の出力信号の振幅に応じて補正する帰還補正手段と、

前記電源電圧からレベル基準信号を生成するレベル基準信号生成手段と、

前記電源電圧から変調指数制御信号を生成する変調指数制御信号生成手段と、

前記帰還補正手段に供給される前記パルス幅変調された入力信号の振幅を前記レベル基準信号の値に応じて調整するレベル調整手段と、

前記変調手段の変調指数を前記変調指数制御信号の値に応じて調整する変調指数調整手段と

を備えることを特徴とするD級増幅器。

【請求項3】 前記レベル基準信号生成手段は前記電源電圧の高域成分を除去する低域フィルタと、該低域フィルタの出力を減衰させる減衰器とを含んで構成されることを特徴とする請求項1に記載のD級増幅器。

【請求項4】 前記レベル基準信号生成手段は前記電源電圧の高域成分を除去する低域フィルタと、該低域フィルタの出力を減衰させる減衰器とを含んで構成されることを特徴とする請求項2に記載のD級増幅器。

【請求項 5】 前記レベル基準信号生成手段が前記変調指数制御信号生成手段を兼ねることを特徴とする請求項 2 または 4 のいずれかに記載の D 級増幅器。

【請求項 6】 前記変調指数調整手段は、前記変調指数制御信号をデジタル信号に変換する A/D 変換手段と、該 A/D 変換手段から出力されるデジタル信号の値に応じた値の乗算係数を生成する乗算係数生成手段と、前記変調手段に入力する信号に前記乗算係数を乗ずる乗算手段とを含んで構成されることを特徴とする請求項 2、4、5 のいずれか一項に記載の D 級増幅器。

【請求項 7】 前記レベル基準信号生成手段は、前記電源電圧が所定の値より小さい領域では固定の値の電圧を前記レベル基準信号として出力し、前記電源電圧が前記所定の値以上の領域では前記電源電圧の増加に伴って値が前記固定の値から増加する電圧を前記レベル基準信号として出力することを特徴とする請求項 1 から 6 のいずれか一項に記載の D 級増幅器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は音声信号の電力増幅等に用いられる D 級増幅器に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

音声信号の電力増幅を高効率・低損失に行い、これにより機器の小型化を可能とするために D 級増幅器が従来から広く用いられている。また、D 級増幅器においてデジタル化された音声信号を直接パルス幅変調信号（以下、PWM 信号という）に変換して電力スイッチに導く構成、また、この PWM 信号生成に用いられる再量子化手段の丸め誤差をデルタシグマ変調を用いて低減する構成は公知である（例えば特開平 11-261347、特開 2001-292040 参照）。

【0003】

【特許文献 1】

特開平 11-261347 号公報

【特許文献 2】

特開 2001-292040 号公報

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

上記の公知の構成により精度の良い PWM 信号を得ることが可能であり、これを精度良く電力スイッチ手段の出力に反映させることにより増幅器出力として高品位な音声信号を得ることができる。しかしながら電力スイッチ手段に供給される電源電圧が変動する場合、出力信号に歪が生じるという問題がある。定電圧回路を介して電力スイッチ手段に常に一定の電圧を供給するようにすれば出力信号の歪みを低減することは可能であるが、電力スイッチ手段の消費する電力は比較的大きく、該電力スイッチ手段に一定の電圧を供給する定電圧回路における電力損失も大きくなるのでこの場合には音声信号の電力増幅を高効率・低損失で行えなくなるという別の問題が発生する。

【0005】

本発明は上記問題に鑑みなされたものであり、電力スイッチ手段に供給される電源電圧の変動に起因する出力信号の歪みが従来に比べ大幅に低減され、且つ、電源電圧が比較的広い範囲で変化しても支障なく使用できる高効率の D 級増幅器を提供することを目的とする。

【0006】

【課題を解決するための手段】

上記目的は、パルス幅変調された入力信号に従い電源電圧をスイッチングするスイッチ手段と、前記スイッチ手段に供給される前記入力信号のパルス幅を前記スイッチ手段の出力信号の振幅に応じて補正する帰還補正手段と、前記電源電圧からレベル基準信号を生成するレベル基準信号生成手段と、前記帰還補正手段に供給される前記パルス幅変調された入力信号の振幅を前記レベル基準信号の値に応じて調整するレベル調整手段とを備えることを特徴とする D 級増幅器により達成される。

【0007】

上記目的はまた、入力信号をパルス幅変調する変調手段と、パルス幅変調された入力信号に従い電源電圧をスイッチングするスイッチ手段と、前記スイッチ手

段に供給される前記入力信号のパルス幅を前記スイッチ手段の出力信号の振幅に応じて補正する帰還補正手段と、前記電源電圧からレベル基準信号を生成するレベル基準信号生成手段と、前記電源電圧から変調指数制御信号を生成する変調指数制御信号生成手段と、前記帰還補正手段に供給される前記パルス幅変調された入力信号の振幅を前記レベル基準信号の値に応じて調整するレベル調整手段と、前記変調手段の変調指数を前記変調指数制御信号の値に応じて調整する変調指数調整手段とを備えることを特徴とするD級増幅器により達成される。

【 0 0 0 8 】

【発明の実施の形態】

実施の形態 1.

図 1 のブロック図に本発明の実施の形態 1 に係る D 級増幅器の構成を示す。この D 級増幅器は、パルス変調手段 1、レベル調整回路 2、補正回路 3、電力スイッチ回路 4、帰還回路 5、低域フィルタ 6、スピーカ 7、第 1 の定電圧回路 9、第 2 の定電圧回路 10、レベル基準信号生成手段 11 を含む。この D 級増幅器には、電源端子 8 を介して外部の電源から電源電圧  $V_{cc}$  が供給される。

【 0 0 0 9 】

パルス変調手段 1 はデジタル化された入力音声信号をデルタシグマ変調するデルタシグマ変調器 101 及びデルタシグマ変調された音声信号を PWM 信号に変換する PWM 変換器 102 を含む。レベル基準信号生成手段 11 は、低域フィルタ 201 及び減衰器 202 を含む。

【 0 0 1 0 】

パルス変調手段 1 は音声信号でパルス幅変調された 2 値パルス信号（PWM 信号）を生成するものである。電力スイッチ回路 4 はレベル調整回路 2 によりレベル（振幅）が調整され、更に補正回路 3 によりパルス幅が補正された 2 値パルス信号の論理値に応じて電源（またはグラウンド）と出力との間を接続・切断するスイッチング動作を行うものであり、増幅器出力に接続される負荷（スピーカ 7）への電力供給を可能とする。

【 0 0 1 1 】

低域フィルタ 6 は電力スイッチ回路 4 の出力から高周波成分を除去することに



より音声信号を復調してスピーカ 7 に与えることで、音声の再生を行うものである。帰還回路 5 は電力スイッチ回路 4 の出力を適切なレベルに減衰して補正回路 3 に与える（帰還させる）ものである。

## 【 0 0 1 2 】

第 1 の定電圧回路 9 は、端子 8 を介して外部電源から供給される電源電圧を一定の値に安定化させてパルス変調手段 1 に供給するものである。第 2 の定電圧回路 1 0 は、端子 8 を介して外部電源から供給される電源電圧を一定の値に安定化させて補正回路 3 に供給するものである。

## 【 0 0 1 3 】

図 1 では、電力スイッチ回路 4 は端子 8 に直接に接続されているが、実際にはインダクタ、コンデンサで構成される低域フィルタを介して接続することが一般的である。但し、これは電源電圧に含まれる高周波ノイズを除去するために設けられるものであり、定電圧回路とは異なり、音声周波数帯域の電圧変動の抑圧効果は十分ではない。これは前述したように、比較的大きな電力を必要とする電力スイッチ回路 4 に供給する電圧を安定化させるために定電圧回路を使用すると、この部分で大きな電力損失が発生するという不利益が生じ、またこの回路の搭載のためのコストも大きくなるからである。本実施形態では、定電圧回路に代わるものとして帰還補正を行う補正回路 3 を用いている。

## 【 0 0 1 4 】

図 2 のブロック図に補正回路 3 の内部構成を示す。補正回路 3 は、第 1 の減算器 2 0、第 1 の積分器 2 1、利得調整器 2 2、第 2 の減算器 2 3、第 2 の積分器 2 4、比較器 2 5 を含む。第 1 の減算器 2 0、第 1 の積分器 2 1 及び利得調整器 2 2 は、その出力を入力に負帰還させる手段（利得調整器 2 2）を備える積分手段を構成している。該積分手段は、パルス変調手段 1 からの P W M 信号を積分しその低域成分を強調するとともに利得調整器 2 2 を通した負帰還により低周波利得を適度に抑制して積分出力が回路の動作範囲を越えることを防止する役割を有する。

## 【 0 0 1 5 】

また、第 2 の減算器 2 3 及び第 2 の積分器 2 4 からなる積分手段は、帰還回路

5 から帰還する信号から利得調整器 2 2 の出力を差し引いて積分を行うものであり、帰還信号、即ち電力スイッチ回路 4 の出力に含まれる低域成分を強調する役割を有する。比較器 2 5 は、第 1 の積分器 2 1 及び第 2 の積分器 2 4 の出力の比較を行い、その差を 2 値パルス信号（補償 PWM 信号）として電力スイッチ回路 4 に出力するものである。

## 【 0 0 1 6 】

図 3 にこの補正回路 3 の各部の信号波形を示す。図 3 において 3 0 は、レベル調整回路 2 から出力される PWM 信号波形を示している。PWM 信号の振幅を  $V_{sig}$  とし、第 1 の積分器 2 1 がほぼ  $V_{sig}/2$  を中心に動作するものとする、第 1 の積分器 2 1 の出力波形は 3 1 に示すようなものとなる。また、電力スイッチ回路 4 の出力信号を  $V_{sw}$  とし、帰還回路 5 の利得を  $1/K$  とすれば帰還信号  $V_{fb}$  の振幅は信号  $V_{sw}$  の  $1/K$  となる。この振幅がほぼ  $V_{sig}$  に等しく第 2 の積分器 2 4 がほぼ  $V_{sig}/2$  を中心に動作するものとする、第 2 の積分器 2 4 の出力波形は 3 2 に示すようなものとなる。

## 【 0 0 1 7 】

このとき、比較器 2 5 の出力波形は 3 3 に示すようなものとなる。また、帰還信号  $V_{fb}$  は、主に電力スイッチ回路 4 内での遅延により比較器 2 5 の出力 3 3 から時間  $\delta$  だけ遅れ、帰還回路 5 によりその振幅がほぼ一定量減衰された 3 4 に示すような波形を有するものとなる。

## 【 0 0 1 8 】

このように、レベル調整回路 2 が出力する PWM 信号と電力スイッチ回路 4 から出力され、帰還系を通して入力される帰還信号との比較に基づき、補償 PWM 信号出力が生成され、これが電力スイッチ回路 4 及び帰還系を経て再び帰還信号になるという一連の帰還動作が行われる。

## 【 0 0 1 9 】

尚、図 3 に示した各波形は、PWM 信号（3 0）の振幅と帰還信号（3 4）の振幅はほぼ等しく、電力スイッチ回路 4 では時間遅延  $\delta$  があるのみで波形歪みの発生が無い場合のものであり、PWM 信号（3 0）と補償 PWM 信号（3 3）とは相似の波形となっている。もし、電力スイッチ回路 4 に供給される電源電圧が

規定値より大きくなり、それに従い帰還信号（34）の振幅がPWM信号（30）の振幅より大きくなると、第2の積分器24の出力のレベルが増大し、図3では波形32が上方に移動する。この場合、波形31が波形32を上回る期間、即ち比較器25出力が「H」（高レベル）となる期間が短くなるので、第2の積分器24の低域成分に対する利得が十分大であれば、比較器25の出力、即ち補償PWM信号のパルス幅は、帰還信号の低域成分がPWM信号の低域成分にほぼ等しくなるまで減少して行き、電力スイッチ回路4に供給される電源電圧の増大に対する補償が行われることとなる。

## 【0020】

逆に電力スイッチ回路4に供給される電源電圧が規定値より小さくなり、帰還信号（34）の振幅がPWM信号（30）の振幅より小さくなると、第2の積分器24の出力レベルが減少し、図3では波形32が下方に移動する。この場合、波形31が波形32を上回る期間、即ち比較器25出力が「H」となる期間が長くなるので、第2の積分器24の低域成分に対する利得が十分大であれば、比較器25の出力、即ち補償PWM信号のパルス幅は、帰還信号の低域成分がPWM信号の低域成分にほぼ等しくなるまで増加して行き、電力スイッチ回路4に供給される電源電圧の減少に対する補償が行われることとなる。

## 【0021】

このように、補正回路3は基本的には、入力されるPWM信号に対し、帰還信号との低周波成分の差に応じた補正（パルス幅の補正）を加え、補償PWM信号として出力する動作を行う。これにより電力スイッチ回路4に供給される電源電圧が変動しても、変動幅が一定の範囲内であれば歪のない高品位の音声信号を得ることができる。

## 【0022】

しかし、電力スイッチ回路4に供給される電源電圧 $V_{pow}$ が上記範囲を超えて大きく変化する場合には、以下に説明するような問題が生じる。

即ち、電力スイッチ回路4の電源電圧が適正值から上昇し、入力PWM信号（波形30）に比べ帰還PWM信号（波形34）の振幅がかなり大きくなった場合には、図4に示すように、入力PWM信号（波形30）により生成される積分出

力（波形 3 1）の勾配に対し帰還 PWM 信号（波形 3 4）により生成される積分出力（波形 3 2）の勾配が急となるため、これら二つの波形（波形 3 1 および 3 2）が入力 PWM 信号周期の途中で交差してしまい、その結果、補正回路 3 及び電力スイッチ回路 4 は新たなパルスを出力することとなる。以下、これを波形分割現象という。

## 【 0 0 2 3 】

この波形分割現象が発生したとしても入力 PWM 信号の低周波成分に対する補正動作は行われているため、歪みなどの音質への影響は小さいが、電力スイッチ回路 4 のオンオフ動作の頻度が増大するので電力損失が増え、また電力スイッチ回路 4 から発生する電磁波が増大するという問題が生じることとなる。

## 【 0 0 2 4 】

本実施形態では、このような波形分割現象の発生を防止するため、レベル調整回路 2 を備えている。以下レベル調整回路 2 の動作について説明する。

## 【 0 0 2 5 】

レベル調整回路 2 は図 5 に示す構成とすることができる。同図においてアナログスイッチ 3 0 0 はパルス変調手段 1 から与えられる入力 PWM 信号の論理レベルに応じて、入力波高電圧またはグラウンド電位の一方を選択して出力するスイッチング動作を行うものである。レベル調整回路 2 の出力は、入力 PWM 信号と同じパルス幅を持ち、振幅のみが入力波高電圧に等しい値に調整されたものとなる。

## 【 0 0 2 6 】

レベル基準信号生成手段 1 1 は、低域フィルタ 2 0 1 により電源電圧  $V_{cc}$  から音声信号帯域を含む比較的高い周波数の変動成分を減衰し、更に減衰器 2 0 2 により、これをほぼ  $1/K$  に減衰した電圧を波高電圧（レベル基準信号）としてレベル調整回路 2 に出力する。

## 【 0 0 2 7 】

この結果、補正回路 3 に与えられる PWM 信号の振幅（波高値）はほぼ、 $V_{cc}/K$  となる。この値は先に説明した通り、帰還回路 5 が出力する帰還 PWM 信号の振幅とほぼ等しい値である。

## 【 0 0 2 8 】

波形分割現象が発生する原因は既に説明した通り、入力 P W M 信号の振幅に比べ帰還信号の振幅が限界を超えて増大することにある。本実施形態では、レベル調整回路 2 により、補正回路 3 に入力する P W M 信号の振幅を帰還 P W M 信号の振幅とほぼ等しくなるように調整しているので、波形分割現象の発生が防止される。

## 【 0 0 2 9 】

尚、入力 P W M 信号の振幅を調整すると、この入力 P W M 信号に含まれる音声信号成分のレベルも変化する。補正回路 3 は、帰還信号に含まれる音声信号成分を入力 P W M 信号に含まれる音声信号成分に一致させるよう動作することは既に説明した通りである。そのため、本実施形態ではレベル調整回路 2 の調整動作により電源電圧の変動に応じて音声信号出力のレベルが変化し、帰還による補正の効果が一部失われることとなるが、レベル基準信号生成手段 1 1 の低域フィルタ 2 0 1 の遮断周波数を十分低い値に設定することにより電源電圧の比較的早い変動（比較的周波数の高い帯域での変動）が、その出力に現れないようにし、電源電圧の比較的早い変動についてはレベル調整回路 2 が調整動作を行わないようにすることが可能である。

## 【 0 0 3 0 】

このようにすれば、可聴周波数帯の比較的速い電源電圧の変動に対しては補正回路 3 による帰還補正によりパルス幅を補正し歪の発生を十分に抑圧するとともに、比較的緩やかな、即ち比較的低い周波数の大きな変動に対してはパルス幅の補正を停止し、入力 P W M 信号の振幅を調整することにより波形分割現象の発生を抑えて効率・電磁妨害の悪化を未然に防ぐことが可能となる。

## 【 0 0 3 1 】

なお、上記の実施の形態 1 では帰還回路 5 の利得を  $1/K$  とし、減衰器 2 0 2 の減衰率も同じく  $1/K$  としたが、これは補正回路 3 の入力信号に対する処理と帰還信号に対する処理がほぼ同じである場合のものであり、一般には必ずしも同じにする必要はない。

## 【 0 0 3 2 】

実施の形態 2.

実施の形態 1 では、電源電圧の比較的低い周波帯域の変動に対しては補正回路に入力する PWM 信号のレベルをレベル調整回路 2 により調整し、それにより波形分割現象の発生を防止しているが、その反面、電源電圧の変動に応じて増幅器出力の音声信号レベルが変化するのでスピーカの音量が変化することとなる。以下に説明する本実施の形態 2 に係る D 級増幅器は、波形分割現象の発生を防止しつつ、電源電圧の変動に伴う音量変化の発生を回避できる構成を有するものである。

#### 【0033】

図 6 のブロック図に実施の形態 2 に係る D 級増幅器の構成を示す。この D 級増幅器は、実施の形態 1 の D 級増幅器と同様、パルス変調手段 1、レベル調整回路 2、補正回路 3、電力スイッチ回路 4、帰還回路 5、低域フィルタ 6、スピーカ 7、第 1 の定電圧回路 9、第 2 の定電圧回路 10、レベル基準信号生成手段 11 を含み、電源端子 8 を介して外部の電源から電源電圧  $V_{cc}$  が供給される。

#### 【0034】

実施の形態 2 は、AD 変換手段 12 が追加され、更にパルス変調手段 1 に乗算係数演算手段 103 及び乗算器 104 が設けられた点で実施の形態 1 と構成が異なる。

#### 【0035】

本実施形態では、レベル基準信号生成手段 11 は変調指数制御信号生成手段を兼ねており、AD 変換手段 12 はレベル基準信号生成手段 11 の出力をデジタルデータに変換し、変調指数制御信号としてパルス変調手段 1 の乗算係数演算手段 103 に与える。乗算係数演算手段 103 は、電源電圧が規定値に等しいときの入力を 1 に正規化し、正規化された入力の逆数を演算し、求めた逆数を乗算係数、即ち変調指数として乗算器 104 に供給する。

#### 【0036】

乗算器 104 はデジタルデータとして与えられる音声信号に対し、この乗算係数を乗ずる。これによりレベル調整回路 2 で音声信号に加えられる調整量が相殺され、スピーカの音量変化が回避される。この動作を以下に具体的に説明する。

## 【0037】

電源電圧が規定値であるときのレベル基準信号生成手段11の出力を1に正規化し、正規化出力をGと表記する場合、電源電圧が規定値であったときのレベル調整回路2の出力に含まれる音声信号成分を $e_1$ で表せば、レベル調整回路2の出力に含まれる音声信号成分は $G \cdot e_1$ と表される。また、デルタシグマ変調器101に入力する音声信号データを $e_0$ で表せば、 $e_1 = M \cdot e_0$ となる。但し、Mはデルタシグマ変調器101及びPWM変換器102での変換利得である。

## 【0038】

ここで、電源電圧が規定値であるときのAD変換器12の出力を1に正規化すると、その正規化出力はほぼ上記Gに等しくなる。乗算係数演算手段103は、この正規化出力の逆数を算出するものであり、この乗算係数演算手段103の出力はほぼ $1/G$ となる。ここで、乗算器104に入力される音声信号 $e_{00}$ で表すと、 $e_0 = e_{00}/G$ となる。従ってレベル調整回路2の出力に含まれる音声信号成分 $= G \cdot M \cdot e_0 = M \cdot e_{00}$ となり、Gを含まないので、電源電圧の変動によりGの値が変動しても補正回路3に入力される音声信号成分はその影響を受けることはなく、音量の変化が生じないことが分かる。

## 【0039】

実施の形態3.

上記の実施の形態2では、パルス変調手段1において入力音声信号を補償することにより、波形分割現象の発生を防止しつつ、電源電圧の変動に伴う音量変化の発生を回避している。しかし、入力音声信号を補償するためにAD変換手段12、乗算係数演算手段103、乗算器104等の構成要素を追加しているのでコスト上昇などの不利益が避けられない。

## 【0040】

実施の形態3は、PWM信号の波形分割現象は、実際には電源電圧がある限界を越えて高くなる場合に発生することに鑑み、この限界まではレベル調整回路2が出力するPWM信号の振幅を一定とし、この限界を越える場合にのみPWM信号の振幅を増大させて波形分割現象の発生を防止する構成とし、実施の形態2に比べ構成を簡素化している。

## 【 0 0 4 1 】

実施の形態 3 は、実施の形態 1 と同様の構成を有するが、レベル基準信号生成手段 1 1 の内部構成を図 1 に示したもののから図 7 に示すものに変えた点で実施の形態 1 と構成が相違する。

## 【 0 0 4 2 】

図 7 において、電源電圧は低域フィルタ 2 0 1 及び減衰器 2 0 2 を通して比較器 2 0 3 の一方の入力とスイッチ手段 2 0 4 の一方の入力端子とに与えられる。比較器 2 0 3 の他方の入力には固定電圧源 2 0 5 からの固定電圧  $V_0$  が与えられる。固定電圧  $V_0$  はスイッチ手段 2 0 4 の他方の入力端子にも与えられる。比較器 2 0 3 の出力はスイッチ手段 2 0 4 の制御入力端子に与えられており、スイッチ手段 2 0 4 は、減衰器 2 0 2 の出力電圧が固定電圧  $V_0$  より高い場合には減衰器 2 0 2 の出力電圧を選択し、減衰器 2 0 2 の出力電圧が固定電圧  $V_0$  以下である場合には固定電圧  $V_0$  を選択するように構成されている。

## 【 0 0 4 3 】

従って、本実施形態ではレベル基準信号生成手段 1 1 が出力するレベル基準信号の値は、電源電圧  $V_{cc}$  の変化に伴い図 8 の実線 4 1 に沿って変化することとなる。尚、図中の  $V_{cc1}$  は、減衰器 2 0 2 の出力電圧が固定電圧  $V_0$  と等しくなる点の電源電圧である。本実施形態ではレベル調整回路 2 は、電源電圧が  $V_{cc1}$  以下の領域では出力する PWM 信号の振幅を  $V_0$  に固定し、電源電圧が  $V_{cc1}$  を越える領域では出力する PWM 信号の振幅を電源電圧の上昇に応じて増大させるレベル調整動作を行うこととなる。

## 【 0 0 4 4 】

以上の動作により、波形分割現象の発生する恐れのない領域ではレベル調整回路 2 が出力する PWM 信号の振幅を一定とすることにより電源電圧が変動しても増幅器出力の音声信号レベルが変わらないようにし、一方、波形分割現象の発生する可能性のある領域ではレベル調整回路 2 が出力する PWM 信号の振幅を電源電圧の上昇に応じて増大させることにより波形分割現象の発生を防止する機能が実現されることとなる。

## 【 0 0 4 5 】



図 8 の点線 4 0 は、全領域に渡って減衰器 2 0 2 が実施の形態 1 と同様にほぼ  $1/K$  の減衰を与える場合の特性を示している。また図 8 の一点鎖線 4 2 は減衰器 2 0 2 における減衰量を  $1/K$  より大きくし、且つ固定電圧  $V_0$  を大きくしてレベル基準信号生成手段 1 1 の出力が増加し始める点を  $V_{cc1}$  から  $V_{cc2}$  に変更することにより増幅器出力の音声信号レベルを一定に制御する領域を広げた場合の特性を示している。

## 【 0 0 4 6 】

尚、実施の形態 3 に、実施の形態 2 で説明した A/D 変換手段 1 2 乗算係数計算手段 1 0 3、乗算器 1 0 4 を追加することにより、電源電圧の変化に伴い PWM 信号振幅を増大させる領域に対して音量変化防止のための補償を行うことも可能である。

## 【 0 0 4 7 】

以上説明した各実施形態では、出力段の構成をシングルエンドとしたが、本発明は互いに 180 度位相の異なる音声信号を出力する 2 つの出力段を備える、いわゆる BTL 構成にも適用可能である。すなわち BTL 構成の各出力段に対し本発明を適用することにより、以上説明した歪み改善効果を同様に得ることができる。

## 【 0 0 4 8 】

## 【発明の効果】

本発明によれば、電力スイッチ手段に供給される電源電圧の変動に起因する出力信号の歪みが従来に比べ大幅に低減され、且つ、電源電圧が比較的広い範囲で変化しても支障なく使用できる高効率の D 級増幅器が提供される。

## 【図面の簡単な説明】

【図 1】 この発明の実施の形態 1 に係る D 級増幅器の構成を示すブロック図である。

【図 2】 実施の形態 1 の D 級増幅器のパルス幅補正回路の内部構成を示す図である。

【図 3】 実施の形態 1 の D 級増幅器のパルス幅補正回路の各部の信号波形図である。

【図4】 実施の形態1のD級増幅器のパルス幅補正回路の各部の信号波形図である。

【図5】 実施の形態1のD級増幅器のレベル調整回路の内部構成を示す図である。

【図6】 この発明の実施の形態2に係るD級増幅器の構成を示すブロック図である。

【図7】 この発明の実施の形態3に係るD級増幅器のレベル基準信号生成手段の内部構成を示す図である。

【図8】 実施の形態3のD級増幅器のレベル基準信号生成手段の入力-出力特性を示す図である。

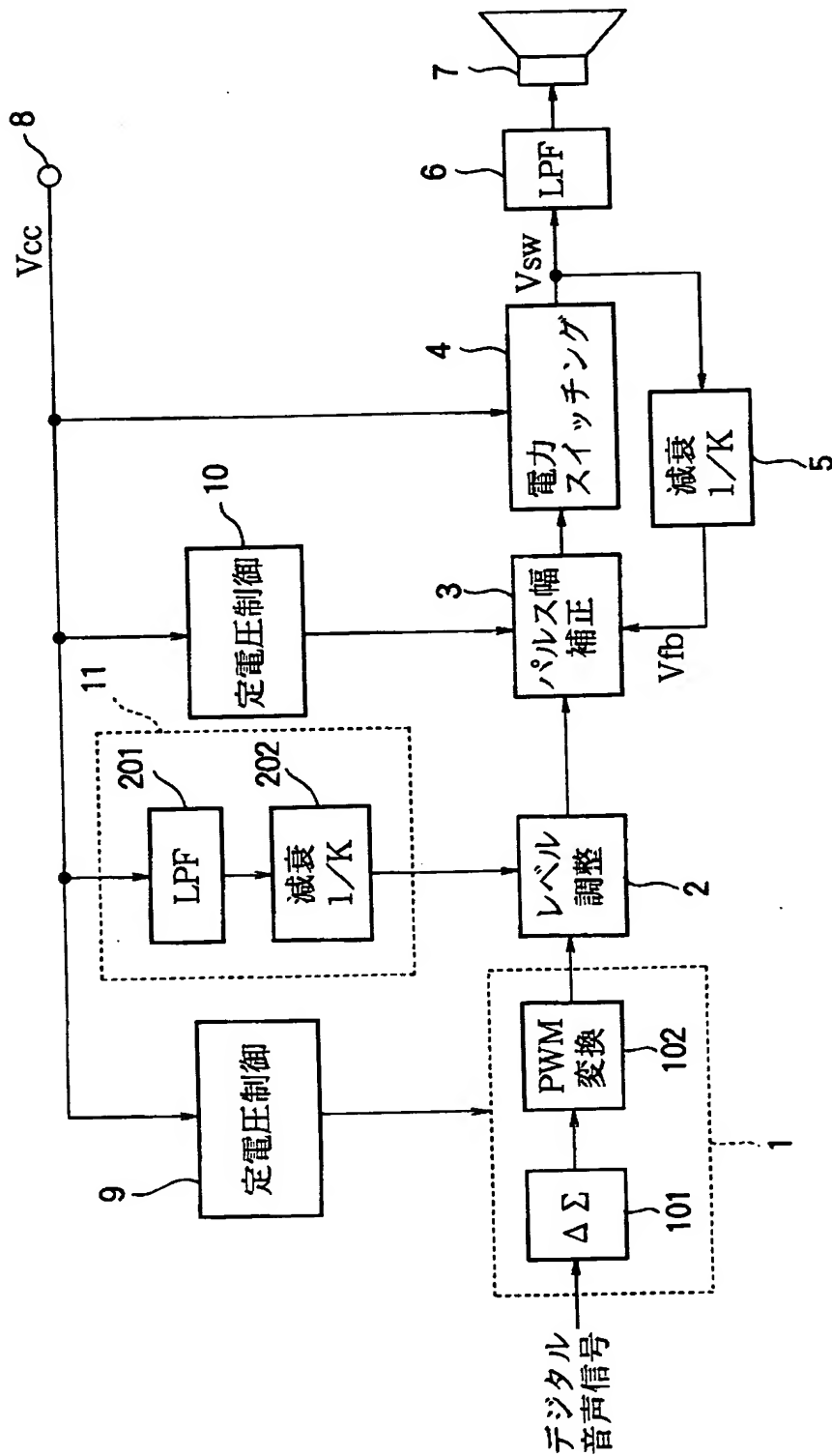
【符号の説明】

1 パルス変調手段、 2 レベル調整回路、 3 補正回路、 4 電力スイッチ回路、 5 帰還回路、 6 低域フィルタ、 7 スピーカ、 8 電源端子、 9 第1の定電圧回路、 10 第2の定電圧回路、 11 レベル基準信号生成手段、 12 AD変換手段、 20 第1の減算器、 21 第1の積分器、 22 利得調整器、 23 第2の減算器、 24 第2の積分器、 25 比較器、 101 デルタシグマ変調器、 102 PWM変換器、 103 乗算係数演算手段、 104 乗算器、 201 低域フィルタ、 202 減衰器、 203 比較器、 204 スイッチ手段。

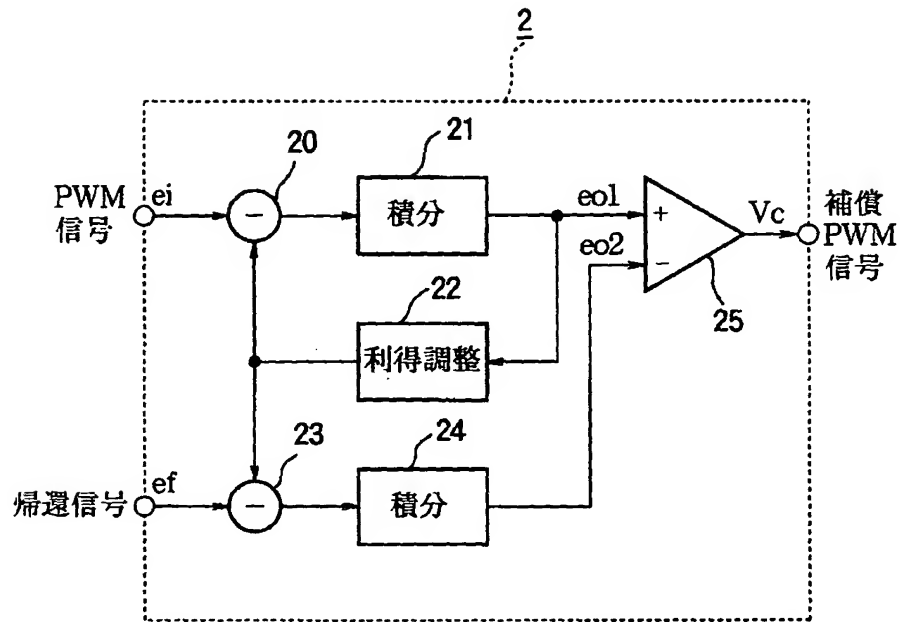
【書類名】

図面

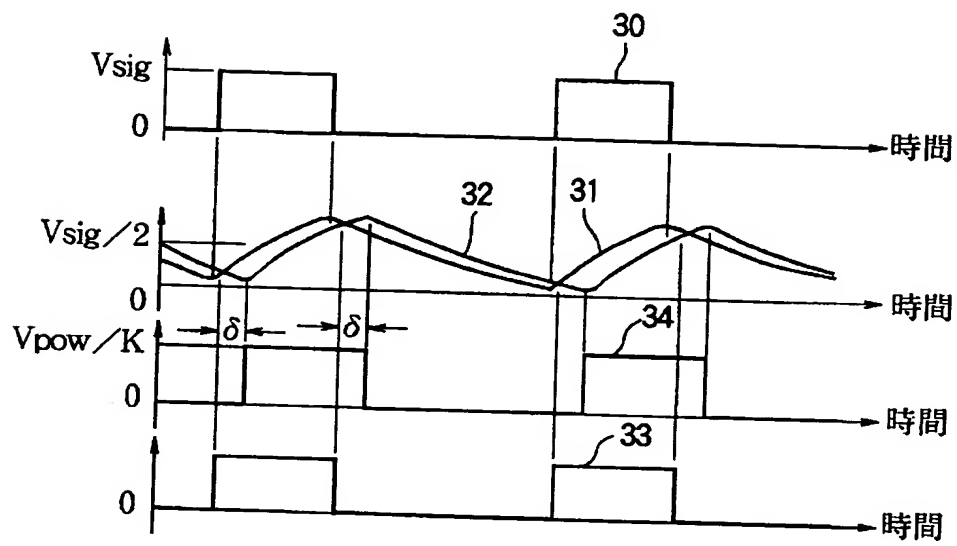
【図 1】



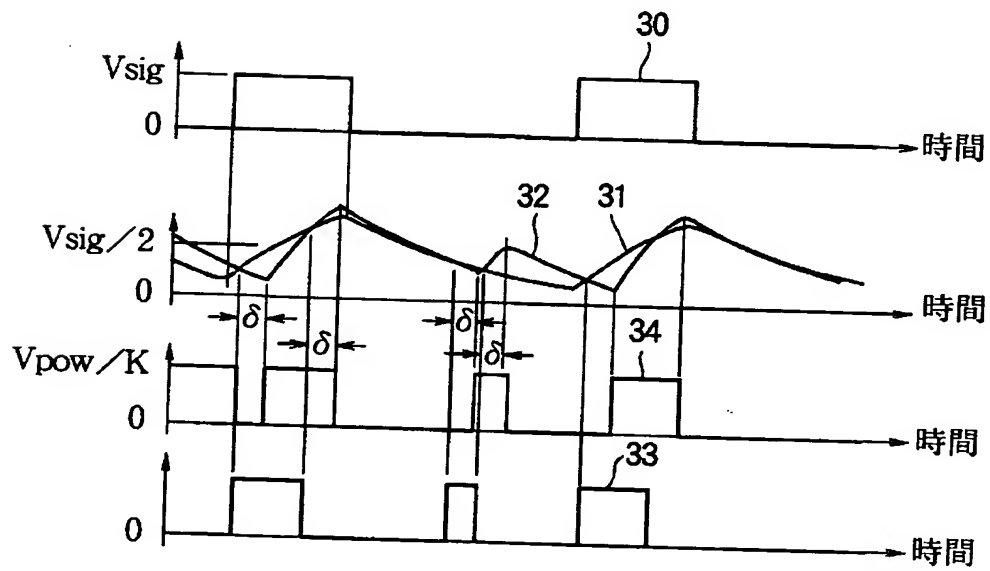
【図 2】



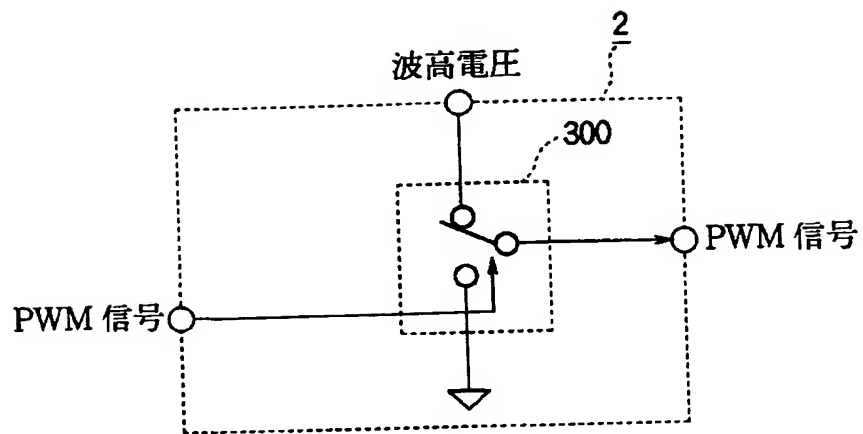
【図 3】



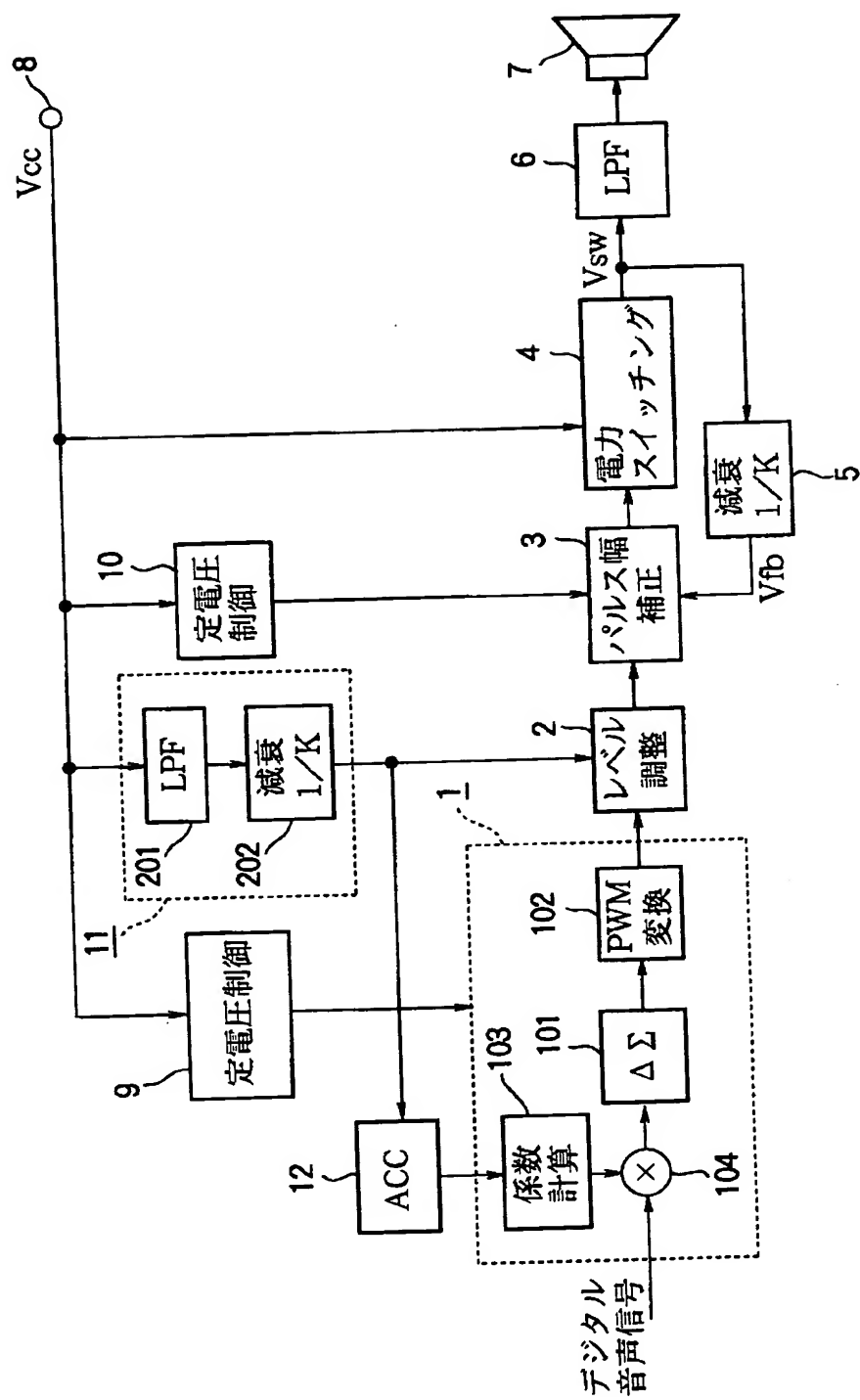
【図 4】



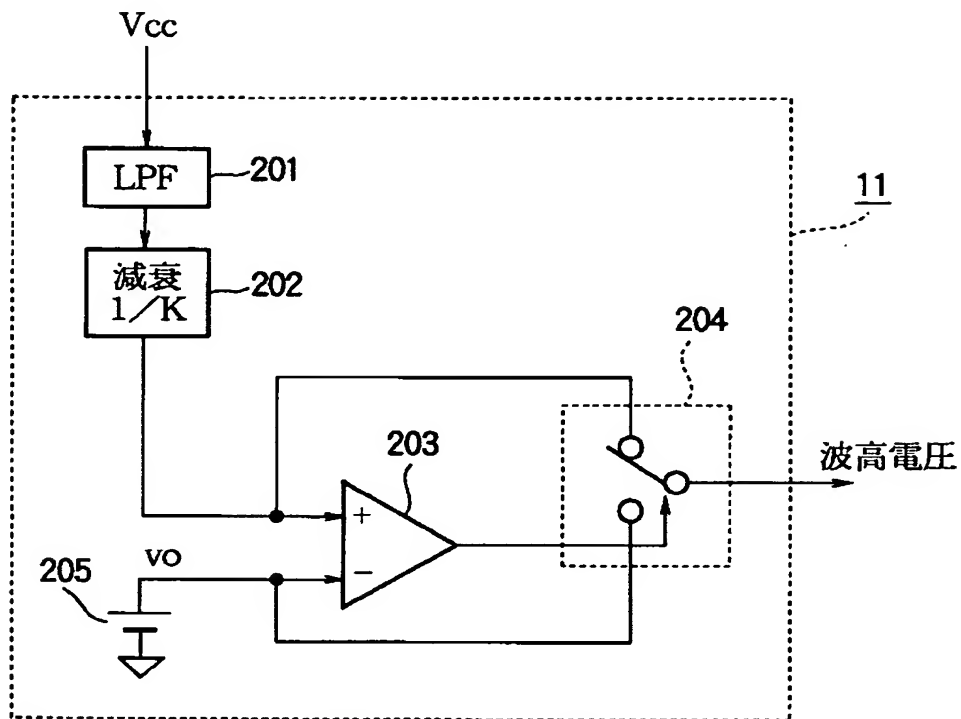
【図 5】



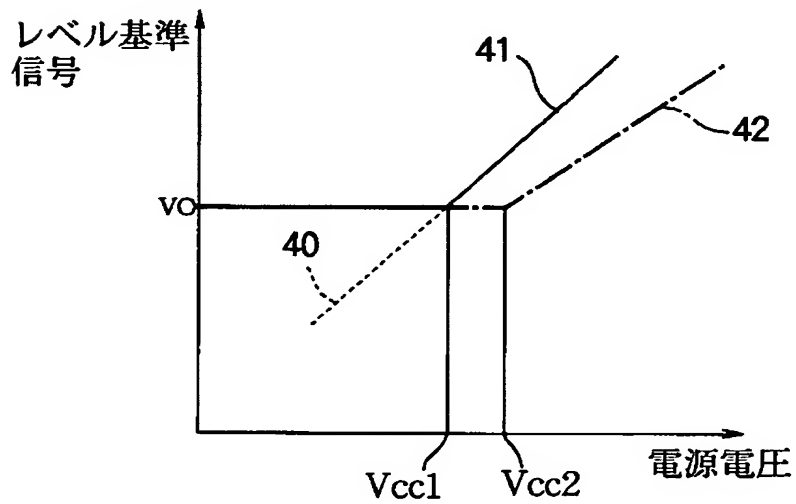
【図6】



【図 7】



【図 8】





【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 電力スイッチ手段に供給される電源電圧の変動に起因する出力信号の歪みが従来に比べ大幅に低減され、且つ、電源電圧が比較的広い範囲で変化しても支障なく使用できる高効率のD級増幅器を提供する。

【解決手段】 パルス幅変調された入力信号に従い電源電圧をスイッチングするスイッチ手段4と、スイッチ手段に供給される入力信号のパルス幅をスイッチ手段の出力信号の振幅に応じて補正する帰還補正手段5と、電源電圧からレベル基準信号を生成するレベル基準信号生成手段11と、帰還補正手段に供給されるパルス幅変調された入力信号の振幅をレベル基準信号の値に応じて調整するレベル調整手段2とを備えることを特徴とする。

【選択図】 図1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2003-052385
受付番号	50300327253
書類名	特許願
担当官	第七担当上席 0096
作成日	平成15年 3月 5日

<認定情報・付加情報>

【特許出願人】

【識別番号】	000006013
【住所又は居所】	東京都千代田区丸の内二丁目2番3号
【氏名又は名称】	三菱電機株式会社

【代理人】 申請人

【識別番号】	100083840
【住所又は居所】	東京都渋谷区代々木2丁目16番2号 甲田ビル 4階
【氏名又は名称】	前田 実

【代理人】

【識別番号】	100116964
【住所又は居所】	東京都渋谷区代々木2丁目16番2号 甲田ビル 4階 前田特許事務所
【氏名又は名称】	山形 洋一

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [ 0 0 0 0 0 6 0 1 3 ]

1. 変更年月日 1 9 9 0 年 8 月 2 4 日

[変更理由] 新規登録

住 所 東京都千代田区丸の内 2 丁目 2 番 3 号  
氏 名 三菱電機株式会社